

26. 3. 2004

## 日 本 国 特 許 庁

JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類は下記の出願書類の謄本に相違ないことを証明する。  
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2003年 9月30日

出 願 番 号  
Application Number: PCT/JP03/12543

出 願 人  
Applicant (s): 三菱電機株式会社  
西澤 一史  
竹村 暢康  
宮下 裕章  
小西 善彦  
内藤 出  
今井 芳彦

REC'D 29 APR 2004

WIPO

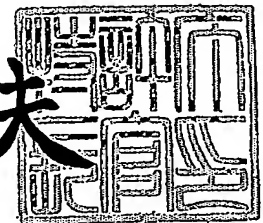
PCT

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004 年 4 月 15 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証平 16-500121

受理官庁用写し

1/6

特許協力条約に基づく国際出願願書

FPIM-11150

原本（出願用） - 印刷日時 2003年09月30日（30.09.2003）火曜日 11時00分03秒

0	受理官庁記入欄	
0-1	国際出願番号	PCT/JP 03/12543
0-2	国際出願日	30.09.03
0-3	(受付印)	PCT International Application 日本国特許庁
0-4	様式-PCT/RO/101 この特許協力条約に基づく国際出願願書は、 右記によって作成された。	PCT-EASY Version 2.92 (updated 01.07.2003)
0-5	申立て 出願人は、この国際出願が特許協力条約に従って処理されることを請求する。	
0-6	出願人によって指定された受理官庁	日本国特許庁 (RO/JP)
0-7	出願人又は代理人の書類記号	FPIM-11150
I	発明の名称	可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法
II	出願人	
II-1	この欄に記載した者は	出願人である (applicant only)
II-2	右の指定国についての出願人である。	米国を除くすべての指定国 (all designated States except US)
II-4ja	名称	三菱電機株式会社
II-4en	Name	MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA
II-5ja	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号
II-5en	Address:	2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
II-6	国籍 (国名)	日本国 JP
II-7	住所 (国名)	日本国 JP
III-1	その他の出願人又は発明者	
III-1-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-1-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-1-4ja	氏名 (姓名)	西澤 一史
III-1-4en	Name (LAST, First)	NISHIZAWA, Kazushi
III-1-5ja	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
III-1-5en	Address:	c/o Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, 2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
III-1-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-1-7	住所 (国名)	日本国 JP

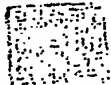
III-2	その他の出願人又は発明者	
III-2-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-2-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-2-4j a	氏名(姓名)	竹村 暢康
III-2-4e n	Name (LAST, First)	TAKEMURA, Nobuyasu
III-2-5j a	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
III-2-5e n	Address:	c/o Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, 2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
III-2-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-2-7	住所 (国名)	日本国 JP
III-3	その他の出願人又は発明者	
III-3-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-3-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-3-4j a	氏名(姓名)	宮下 裕章
III-3-4e n	Name (LAST, First)	MIYASHITA, Hiroaki
III-3-5j a	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
III-3-5e n	Address:	c/o Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, 2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
III-3-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-3-7	住所 (国名)	日本国 JP
III-4	その他の出願人又は発明者	
III-4-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-4-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-4-4j a	氏名(姓名)	小西 善彦
III-4-4e n	Name (LAST, First)	KONISHI, Yoshihiko
III-4-5j a	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
III-4-5e n	Address:	c/o Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, 2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
III-4-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-4-7	住所 (国名)	日本国 JP

III-5	その他の出願人又は発明者	
III-5-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-5-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-5-4j a	氏名(姓名)	内藤 出
III-5-4e n	Name (LAST, First)	NAITO, Izuru
III-5-5j a	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
III-5-5e n	Address:	c/o Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, 2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
III-5-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-5-7	住所 (国名)	日本国 JP
III-6	その他の出願人又は発明者	
III-6-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-6-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-6-4j a	氏名(姓名)	今井 芳彦
III-6-4e n	Name (LAST, First)	IMAI, Yoshihiko
III-6-5j a	あて名:	100-8310 日本国 東京都 千代田区 丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
III-6-5e n	Address:	c/o Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, 2-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8310 Japan
III-6-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-6-7	住所 (国名)	日本国 JP

IV-1	代理人又は共通の代表者、通知のあて名 下記の者は国際機関において下記のごとく出願人のために行動する。	代理人 (agent)
IV-1-1ja	氏名(姓名)	曾我 道照
IV-1-1en	Name (LAST, First)	SOGA, Michiteru
IV-1-2ja	あて名:	100-0005 日本国 東京都 千代田区 丸の内三丁目1番1号 国際ビルディング 8階 曾我特許事務所
IV-1-2en	Address:	S. Soga & Co., 8th Floor, Kokusai Building, 1-1, Marunouchi 3-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-0005 Japan
IV-1-3	電話番号	03-3216-5811
IV-1-4	ファクシミリ番号	03-3214-6793
IV-1-5	電子メール	mail@sogapat.com
IV-2	その他の代理人	筆頭代理人と同じあて名を有する代理人 (additional agent(s) with same address as first named agent)
IV-2-1ja	氏名	曾我 道治
IV-2-1en	Name(s)	SOGA, Michiharu
V	国の指定	
V-1	広域特許 (他の種類の保護又は取扱いを求める場合には括弧内に記載する。)	EP: AT BE BG CH&LI CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IT LU MC NL PT RO SE SI SK TR 及びヨーロッパ特許条約と特許協力条約の締約国 である他の国
V-2	国内特許 (他の種類の保護又は取扱いを求める場合には括弧内に記載する。)	JP US
V-5	指定の確認の宣言 出願人は、上記の指定に加えて、規則4.9(b)の規定に基づき、特許協力条約のもとで認められる他の全ての国の指定を行う。ただし、V-6欄に示した国の指定を除く。出願人は、これらの追加される指定が確認を条件としていること、並びに優先日から15月が経過する前にその確認がなされない指定は、この期間の経過時に、出願人によって取り下げられたものとみなされることを宣言する。	
V-6	指定の確認から除かれる国	なし (NONE)
VI	優先権主張	なし (NONE)
VII-1	特定された国際調査機関 (ISA)	日本国特許庁 (ISA/JP)

## 特許協力条約に基づく国際出願願書

原本（出願用） - 印刷日時 2003年09月30日（30.09.2003）火曜日 11時00分03秒

VIII	申立て	申立て数	
VIII-1	発明者の特定に関する申立て	-	
VIII-2	出願し及び特許を与えられる国際出願日における出願人の資格に関する申立て	-	
VIII-3	先の出願の優先権を主張する国際出願日における出願人の資格に関する申立て	-	
VIII-4	発明者である旨の申立て（米国を指定国とする場合）	-	
VIII-5	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て	-	
IX	照合欄	用紙の枚数	添付された電子データ
IX-1	願書（申立てを含む）	6	-
IX-2	明細書	11	-
IX-3	請求の範囲	2	-
IX-4	要約	1	EZABST00.TXT
IX-5	図面	6	-
IX-7	合計	26	
	添付書類	添付	添付された電子データ
IX-8	手数料計算用紙	✓	-
IX-9	個別の委任状の原本	✓	-
IX-11	包括委任状の写し	✓	-
IX-17	PCT-EASYディスク	-	フレキシブルディスク
IX-18	その他	納付する手数料に相当する特許印紙を貼付した書面	-
IX-18	その他	国際事務局の口座への振込みを証明する書面	-
IX-19	要約書とともに提示する図の番号	1	
IX-20	国際出願の使用言語名:	日本語	
X-1	提出者の記名押印		
X-1-1	氏名(姓名)	曾我 道照	

## 受理官庁記入欄

10-1	国際出願として提出された書類の実際の受理の日	30.09.03
10-2	図面:	
10-2-1	受理された	
10-2-2	不足図面がある	
10-3	国際出願として提出された書類を補完する書類又は図面であってその後期間内に提出されたものの実際の受理の日（訂正日）	
10-4	特許協力条約第11条(2)に基づく必要な補完の期間内の受理の日	
10-5	出願人により特定された国際調査機関	ISA/JP

10-6	調査手数料未払いにつき、国際調査機関に調査用写しを送付していない	
------	----------------------------------	--

## 国際事務局記入欄

11-1	記録原本の受理の日	
------	-----------	--

## 明 細 書

### 可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法

5

#### 技術分野

本発明は、可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法に関し、特に、マイクロ波送受信用の偏波制御アンテナに使用する可変電力分配器に適用して好適なものである。

10

#### 背景技術

従来の可変電力分配器として、例えば、日本国特許第2522201号及び日本国特許第3367735号に示すものがある。図6は、これらを参考にして図面化したもので、送信系に用いる場合の可変電力分配器の構成を示している。図6に示す可変電力分配器は、第1の伝送線路1と第2の伝送線路2とで一对の伝送線路を構成している。この一对の伝送線路の出力側には90°ハイブリッド回路3が設けられ、入力側には90°ハイブリッド回路4が設けられている。90°ハイブリッド回路4は、一方の入力端を終端することで2分配器（2出力端で位相は90°ずれる）を構成している。この90°ハイブリッド回路4として通常の2分配器を代わりに設けてもよい。

20 90°ハイブリッド回路4と90°ハイブリッド回路3との間の第1の伝送線路1には、第1の可変移相器5a、第1の可変抵抗減衰器6a及び第1の電力増幅器7aが設けられている。同様に、90°ハイブリッド回路4と90°ハイブリッド回路3との間の第2の伝送線路2には、第2の可変移相器5b、第2の可変抵抗減衰器6b及び第2の電力増幅器7bが設けられている。

25 次に上記構成に係る可変電力分配器の動作について説明する。入力信号は、他方の入力端が終端された90°ハイブリッド回路4を介して第1の伝送線路1及び第2の伝送線路2の2系統に分配され、可変移相器5a（5b）、可変抵抗減衰器6a（6b）を介して伝送線路毎に入力信号の振幅及び位相が可変制御される。これらの信号は、電力増幅器7a（7b）にて電力増幅され、90°ハイブ



リッド回路 3 を介して分配される。通常は、この  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の先に偏波制御アンテナが接続され、偏波を任意に設定できる。

このような可変電力分配器では、一般的に、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 及び 4、可変移相器 5 a 及び 5 b、可変抵抗減衰器 6 a 及び 6 b、電力増幅器 7 a 及び 7 b といった各コンポーネントにおいて誤差が含まれるため、正確な制御を行うためには、コンポーネント毎の誤差を検出すること、及び検出された誤差から振幅及び位相設定の補正值を見積もることが重要と考えられる。

ここで、可変移相器 5 a 及び 5 b、可変抵抗減衰器 6 a 及び 6 b は、任意に振幅、位相を可変できるので誤差については以後考慮しない。

従来の可変電力分配器では、可変電力分配器を組み上げる前段階で、各コンポーネント単体で誤差を評価していた。そのため、評価測定時間はコンポーネント個数倍かかり、評価時間が膨大なものとなっていた。また、可変電力分配器として組み上げた後は、個々のコンポーネントで誤差を見積もることが出来ず、組み上げたことによるコンポーネント間干渉による誤差まで見積もることは不可能であった。

このように、従来の可変電力分配器においては、可変電力分配器として組み上げた後に個々のコンポーネント誤差を検出することは困難であり、このため、組み上げ前に各コンポーネント単体で誤差を評価していたので、評価測定時間はコンポーネント個数倍かかり、評価時間が膨大になる問題があった。また、組み上げた後に、振幅位相設定値を補正することも不可能であった。

この発明は以上のような課題を解決するためのもので、2 系統の伝送線路間の誤差として振幅比・位相差を可変電力分配器として組み上げた後に演算でき、また、その誤差に基づいて振幅・位相の設定値を補正することが可能な可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法を得ることを目的とする。

#### 発明の開示

この発明に係る可変電力分配器は、第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一对の伝送線路と、前記一对の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、前記一对の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記 2 分配器と前記 9

0° ハイブリッド回路との間の一对の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の  
振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器、可変抵抗減衰器、及び  
電力増幅器とを備えた可変電力分配器において、前記 90° ハイブリッド回路か  
5 らの出力信号をモニタするモニタ機構と、前記モニタ機構のモニタ出力に基づい  
て前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出  
する誤差検出手段とを備えたことを特徴とする。

また、前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第 1 の伝送線路に設け  
られた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路か  
10 らの各出力信号と、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回  
転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号とを得て、素子電  
界ベクトル回転法を適用して前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネ  
ントに存在する誤差を検出することを特徴とする。

また、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記可変移相器及び前記可変抵  
抗減衰器の設定値を補正して振幅及び位相を制御する制御手段をさらに備えたこ  
15 とを特徴とする。

また、前記制御手段は、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記第 1 と第  
2 の伝送線路間における振幅比及び位相差を演算し、前記可変移相器及び前記可  
変抵抗減衰器の設定値を補正することを特徴とする。

また、この発明に係る可変電力分配器の誤差検出方法は、前記第 1 の伝送線路  
20 に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送  
線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記  
可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力  
信号をそれぞれ検出し、前記各出力信号から素子電界ベクトル回転法を適用して  
各コンポーネントに存在する誤差を検出することを特徴とする。

さらに、この発明に係る可変電力分配器の設定値補正方法は、前記可変電力分  
配器の誤差検出方法により検出される誤差の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2  
25 の伝送線路間における振幅比と位相差を求め、前記可変移相器及び前記可変抵抗  
減衰器の設定値を補正することを特徴とする。

## 図面の簡単な説明

図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図、

図 2 は、図 1 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点  
5 からモデル化した説明図、

図 3 は、第 1 及び第 2 の伝送線路 1, 2 における出力信号を、2 素子の電界合成ベクトルとして表現するための説明図、

図 4 は、REV 法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順の説明図、

10 図 5 は、この発明の実施の形態 2 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図、

図 6 は、従来例に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。

## 発明を実施するための最良の形態

### 15 実施の形態 1.

図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 1 に示す可変電力分配器には、図 6 に示す従来例と同様な、第 1 の伝送線路 1 と第 2 の伝送線路 2 とでなる一対の伝送線路と、この一対の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 と、入力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 1 の伝送線路 1 に設けられた、第 1 の可変移相器 5 a、第 1 の可変抵抗減衰器 6 a 及び第 1 の電力増幅器 7 a と、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 2 の伝送線路 2 に設けられた、第 2 の可変移相器 5 b、第 2 の可変抵抗減衰器 6 b 及び第 2 の電力増幅器 7 b とを備えている。なお、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 は、一方の入力端を終端することで 2 分配器（2 出力端で位相は  $90^\circ$  ずれる）を構成しており、この  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 として通常の 2 分配器を代わりに設けてもよい。

また、本実施の形態 1 に係る可変電力分配器には、第 1 の伝送線路 1 から分岐して設けられた第 1 の出力信号モニタ機構 8 a と、第 2 の伝送線路 2 から分岐し

て設けられた第2の出力信号モニタ機構8bと、これら出力信号モニタ機構からのモニタ出力に基づいて第1と第2の伝送線路1, 2間における誤差比を検出する誤差検出手段としての誤差演算装置9とをさらに備えている。

次に実施の形態1に係る可変電力分配器の動作について説明する。入力信号は、他方の入力端が終端された90°ハイブリッド回路4を介して第1の伝送線路1及び第2の伝送線路2の2系統に分配され、可変移相器5a(5b)、可変抵抗減衰器6a(6b)によって伝送線路毎にその振幅及び位相が可変制御される。これらの信号は、電力増幅器7a(7b)にて電力増幅され、90°ハイブリッド回路4を介して分配される。

90°ハイブリッド回路4からの出力信号は、第1の伝送線路1及び第2の伝送線路2からそれぞれ分岐されて、第1の出力信号モニタ機構8a及び第2の出力信号モニタ機構8bに入力され、これらモニタ機構により、可変電力分配器からの出力信号の振幅及び位相がモニタされる。

ここで、図1に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点からモデル化すると図2に示すようになる。図2において、入力信号を $E_0$ 、第1の伝送線路1における出力信号を $E_1$ 、第2の伝送線路2における出力信号を $E_2$ 、第1と第2の伝送線路1, 2における90°ハイブリッド回路3の誤差振幅値(90°ハイブリッド回路3の系統間誤差を含む)を $\alpha_{2+}, \alpha_{2-}$ 、第1と第2の伝送線路1, 2における90°ハイブリッド回路3の誤差位相値(90°ハイブリッド回路3の系統間誤差を含む)を $\delta_{2+}, \delta_{2-}$ 、第1と第2の伝送線路1, 2における90°ハイブリッド回路3の入力側の誤差振幅値を $a_R, a_L$ 、第1と第2の伝送線路1, 2における90°ハイブリッド回路3の入力側の誤差位相値を $\phi_R, \phi_L$ 、可変抵抗減衰器6a, 6bの振幅設定値(誤差なし)を $a_{R_0}, a_{L_0}$ 、可変移相器5a, 5bの位相設定値(誤差なし)を $\phi_{R_0}, \phi_{L_0}$ とすると、出力信号 $E_1, E_2$ に対して式(1)の関係が与えられる。

$$\begin{cases} E_1 = \alpha_{2-} a_R a_{R_0} \exp\{j(\delta_{2-} + \phi_R + \phi_{R_0})\} + \alpha_{2+} a_L a_{L_0} \exp\{j(\delta_{2+} + \phi_L + \phi_{L_0})\} \\ E_2 = \alpha_{2+} a_R a_{R_0} \exp\{j(\delta_{2+} + \phi_R + \phi_{R_0})\} + \alpha_{2-} a_L a_{L_0} \exp\{j(\delta_{2-} + \phi_L + \phi_{L_0})\} \end{cases} \quad (1)$$

この式(1)は、図3に示すように、2素子の電界合成ベクトルとして出力信号が表現されているといえる。そこで、技術論文“フェーズドアレーアンテナの

素子振幅位相測定法—素子電界ベクトル回転法—” Trans. IECE '82/5 Vol. J65-B No. 5, pp. 555-560 に掲載されている素子電界ベクトル回転 (REV: Rotating element Electric field Vector) 法を適用して各コンポーネント誤差を検出できる。

5 REV法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順を、図4を参照して以下に説明する。

(1) まず、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{R_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{11}$ )を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する(STEP1)。この際、第2の可変移相器5bは回転させ  
10 ない。すると、図4(a)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{11}$ の軌跡が得られる。

(2) 次に、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{R_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{21}$ )を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する(STEP2)。この際、第2の可変移相器5bは回転させ  
15 ない。すると、図4(b)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{21}$ の軌跡が得られる。

(3) また、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{L_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{12}$ )を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する(STEP3)。この際、第1の可変移相器5aは回転させ  
20 ない。すると、図4(c)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{12}$ の軌跡が得られる。

(4) さらに、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{L_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{22}$ )を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する(STEP4)。この際、第1の可変移相器5aは回  
25 転させない。すると、図4(d)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{22}$ の軌跡が得られる。

なお、この明細書で用いる記号のサブスクリプトは次のような関係を示す。例えば電力値 $P_{11}$ のサブスクリプト「11」の最初の数字「1」は、第1の出力信号モニタ機構8aの出力に対応し、次の数字「1」は、第1の可変移相器5aの

位相を回転させた場合に対応することを示す。同様に、サブスクリプト「2 1」は、第1の可変移相器5 aの位相を回転させた場合の第2の出力信号モニタ機構8 bの出力に対応し、サブスクリプト「1 2」は、第2の可変移相器5 bの位相を回転させた場合の第1の出力信号モニタ機構8 aの出力に対応し、サブスクリプト「2 2」は、第2の可変移相器5 bの位相を回転させた場合の第2の出力信号モニタ機構8 bの出力に対応していることをそれぞれ示す。

前記4つのSTEPにて得られた出力信号は、実際は、可変移相器5 a, 5 bのビット数に対応した離散的な値であるが、最小二乗近似等を用いて最適にフィッティングされたコサインカーブを求めておく(図4)。これらのモニタ出力を誤差演算装置9に渡す。

誤差演算装置9は、図4に示すコサインカーブより読み取った値を用いて、相対振幅kと相対位相Xを以下の手順で求める。ここでは、第1の伝送線路1からの出力信号データを用いた場合(図4(a)と図4(c))を例に説明する。

図4(a)において、電力最小値と最大値の比を $r_{11}^2$ 、及び最大値 $A_{11}$ のときの第1の可変移相器5 aの位相設定値を $-\Delta_{11}$ 、電力最小値と最大値との中間値を $B_{11}$ とした場合、 $r_{11}$ は式(2)のように表現できる。

$$r_{11} = \pm \sqrt{\frac{B_{11} - A_{11}}{B_{11} + A_{11}}} \quad (2)$$

ここで、原理的には $A_{11} \leq B_{11}$ となるが、最小二乗近似による誤差や測定系誤差等によって、 $A_{11} > B_{11}$ となることも考えられる。このときは、近似的に $A_{11} = B_{11}$ として計算する。さらに、 $r_{11}$ の符号は、可変移相器5 aの位相を回転させた際に第1の出力信号モニタ機構8 aで得られる出力信号の位相変動が $180^\circ$ 以下の場合には正の符号、 $180^\circ$ より大きい変動の場合は負の符号をとる。そこで、式(2)のから式(3)に示す解を得る。

$$k_{11} \left( \equiv \frac{\alpha_{2-a_R}}{E_{10}} \right) = \frac{\Gamma_{11}}{\sqrt{1 + 2\Gamma_{11} \cos \Delta_{11} + \Gamma_{11}^2}} \quad (3)$$

$$X_{11} (\equiv \delta_{2-} + \phi_R - \phi_{10}) = \tan^{-1} \left( \frac{\sin \Delta_{11}}{\cos \Delta_{11} + \Gamma_{11}} \right)$$

ただし、

$$\Gamma_{11} = \frac{1-r_{11}}{1+r_{11}} \quad (4)$$

である。ここで、 $E_{10}$ 、 $\phi_{10}$ はそれぞれ第1の伝送線路1の出力信号にて観測される初期合成電界ベクトルの振幅と位相（図3参照）である。

- 同様に、可変移相器5bの位相を回転させて得た出力信号のコサインカーブ（  
 5 図4（c））において、電力最小値と最大値の比を $r_{12}$ 、及び最大値のときの位相設定値を $-\Delta_{12}$ とし、それを用いて前記手順を参考に相対振幅 $k_{12}$ と相対位相 $X_{12}$ を求めると式（5）で表現される。この際、 $r_{12}$ の符号は $r_{11}$ のそれと逆になることに注意する。

$$\begin{aligned} k_{12} &\equiv \frac{\alpha_{2+} a_L}{E_{10}} \\ X_{12} &\equiv \delta_{2+} + \phi_L - \phi_{10} \end{aligned} \quad (5)$$

- 10 第2の伝送線路2における出力信号に関して前記と同様の手順で処理を行うことで、式（6）に示す相対振幅 $k$ （ $k_{21}$ 、 $k_{22}$ ）と相対位相 $X$ （ $X_{21}$ 、 $X_{22}$ ）を得る。

$$\begin{aligned} k_{21} &\equiv \frac{\alpha_{2+} a_R}{E_{20}}, \quad k_{22} \equiv \frac{\alpha_{2-} a_L}{E_{20}} \\ X_{21} &\equiv \delta_{2+} + \phi_R - \phi_{20}, \quad X_{22} \equiv \delta_{2-} + \phi_L - \phi_{20} \end{aligned} \quad (6)$$

- ここで、 $E_{20}$ 、 $\phi_{20}$ はそれぞれ第2の伝送線路2の出力信号にて観測される初  
 15 期合成電界ベクトルの振幅と位相である。

- 以上の結果、可変移相器5a及び5bの位相を回転させることで、REV法の原理から可変電力分配器内の誤差（振幅、位相）に関するパラメータが式（3）、式（5）、式（6）の形で得られる。これらの関係式から、可変電力分配器内の90°ハイブリッド回路3の第1、第2の伝送線路1、2間の振幅誤差比及び  
 20 90°ハイブリッド回路3の入力側の第1、第2の伝送線路1、2間の位相差を式（7）、式（8）として得ることができる。

$$\frac{\alpha_{2-}}{\alpha_{2+}} = \sqrt{\frac{k_{11} k_{22}}{k_{12} k_{21}}}, \quad \frac{a_R}{a_L} = \sqrt{\frac{k_{11} k_{21}}{k_{12} k_{22}}} \quad (7)$$

$$\delta_{2-} - \delta_{2+} = \frac{1}{2}(X_{11} - X_{12} - X_{21} + X_{22}), \quad \phi_R - \phi_L = \frac{1}{2}(X_{11} - X_{12} + X_{21} - X_{22}) \quad (8)$$

この演算処理を演算処理装置 9 にて実施して検出する。

5 以上で明らかなように、この実施の形態 1 によれば、可変電力分配器における第 1 と第 2 の伝送線路 1、2 での出力信号をモニタ機構 8 a、8 b でそれぞれモニタし、モニタデータを誤差演算装置 9 に伝送し、REV 法を適用した演算処理を行うことで、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することができる。この誤差検出は、可変電力分配器を組み上げた後で、各コンポーネントの誤差を見積もることができるので、評価測定時間の大幅な時間短縮、低コスト化が可能である。

10

実施の形態 2.

図 5 は、この発明の実施の形態 2 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 5 に示す実施の形態 2 に係る可変電力分配器は、図 1 に示す実施の形態 1 と同様な構成の他に、誤差演算装置 9 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a、6 b 及び可変移相器 5 a、5 b における振幅及び位相の補正值を演算する補  
15 正值演算装置 10 と、補正值演算装置 10 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a、6 b 及び可変移相器 5 a、5 b の振幅補正量及び位相補正量を制御する振幅位相制御装置 11 とをさらに備えている。

次に実施の形態 2 に係る可変電力分配器の動作について説明する。上述した実  
20 施の形態 1 では、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することができることを示したが、本実施の形態 2 では、この誤差に基づいて可変電力分配器での振幅及び位相設定値を補正し、振幅及び位相を制御することについて説明する。誤差演算装置 9 にて得られた誤差値を補正值演算装置 10 に送る。補正值演算装置 10 にて、式 (7) 及  
25 び式 (8) にて表される誤差を次式のように置き換える。

$$\frac{\alpha_{2-}}{\alpha_{2+}} \equiv \alpha, \quad \frac{a_R}{a_L} \equiv a \quad (9)$$

$$\delta_{2-} - \delta_{2+} \equiv \delta, \quad \phi_R - \phi_L \equiv \phi \quad (10)$$



また、求めるべき補正值を、第1の伝送線路1と第2の伝送線路2との間の比として表現すると次式のようになる。

$$\frac{a_{R_0}}{a_{L_0}} \equiv A \quad (11)$$

$$\phi_{R_0} - \phi_{L_0} \equiv \psi \quad (12)$$

- 5 式(9)から式(12)を適用して式(1)を変形し、両者の比をとると次式を得る。

$$\frac{E_1}{E_2} = \alpha \cdot \exp(\delta) \frac{1 - \exp\{-j(\delta + \phi + \psi)\}/\alpha A}{1 + \alpha \cdot \exp\{j(\delta - \phi - \psi)\}/\alpha A} \quad (13)$$

ここで、上式の左辺を極座標表示し、整理すると次式を得る。

$$EaA \cdot \exp\{j(\theta - \delta)\} + Ea \cdot \exp\{j(\theta - \phi - \psi)\} + \exp\{-j(\delta + \phi + \psi)\} - \alpha A = 0 \quad (14)$$

- 10 これより、可変電力分配器内の2伝送線路間の補正值としての振幅比 $A$ 及び位相差 $\psi$ は次式となる。

$$A = \frac{-E\alpha \cdot \cos(\theta - \phi - \psi) - \cos(\delta + \phi + \psi)}{Ea \cdot \cos(\theta - \delta) - \alpha} \quad (15)$$

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{-C}{D}\right) \quad (16)$$

ここで、

$$15 \quad \begin{cases} C = E^2\alpha \cdot \cos(\theta - \delta) - E \cdot \cos(\theta + \phi) + E\alpha^2 \cdot \cos(\theta - \phi) + \alpha \cdot \cos(\delta + \phi) \\ D = E^2\alpha \cdot \sin(\theta - \delta) - E \cdot \sin(\theta + \phi) - E\alpha^2 \cdot \sin(\theta - \phi) + \alpha \cdot \sin(\delta + \phi) \end{cases} \quad (17)$$

である。式(16)を式(15)に代入することで振幅比 $A$ は求まる。同様に、式(18)を式(16)に代入することで位相差 $\psi$ は求まる。

- 20 以上で明らかなように、この実施の形態2によれば、可変電力分配器におけるコンポーネント毎の誤差(第1の伝送線路と第2の伝送線路間の相対値)を用いて、可変電力分配器での誤差を考慮した振幅、位相設定値を補正する値を導くことができる。

この補正值を振幅位相補正值制御装置11に送ることで、可変抵抗減衰器6a及び6b、可変移相器5a及び5bの設定値を補正するように制御可能となる。

図5に示すように、前記振幅位相補正值の導出及び制御系は可変電力分配器の

系に対してフィードバックをかけられるような配線となっているため、これらの動作に対して自動的にフィードバック制御をかけることが可能となる。

#### 産業上の利用の可能性

- 5 以上のように、この発明によれば、2系統の伝送線路間の誤差として振幅比・位相差を可変電力分配器として組み上げた後に演算でき、また、その誤差に基づいて振幅・位相の設定値を補正することが可能な可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法を得ることができる。

## 請 求 の 範 囲

1. 第1及び第2の伝送線路からなる一対の伝送線路と、  
前記一対の伝送線路の入力側に設けられた2分配器と、  
5 前記一対の伝送線路の出力側に設けられた90°ハイブリッド回路と、  
前記2分配器と前記90°ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に  
設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器  
、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器と  
を備えた可変電力分配器において、  
10 前記90°ハイブリッド回路からの出力信号をモニタするモニタ機構と、  
前記モニタ機構のモニタ出力に基づいて前記第1と第2の伝送線路間における  
各コンポーネントに存在する誤差を検出する誤差検出手段と  
を備えたことを特徴とする可変電力分配器。
- 15 2. 請求項1に記載の可変電力分配器において、  
前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第1の伝送線路に設けられた  
前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第1及び第2の伝送線路からの各  
出力信号と、前記第2の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させ  
たときの前記第1及び第2の伝送線路からの各出力信号とを得て、素子電界ベク  
20 トル回転法を適用して前記第1と第2の伝送線路間における各コンポーネントに  
存在する誤差を検出する  
ことを特徴とする可変電力分配器。
3. 請求項2に記載の可変電力分配器において、  
25 前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰  
器の設定値を補正して振幅及び位相を制御する制御手段をさらに備えた  
ことを特徴とする可変電力分配器。
4. 請求項3に記載の可変電力分配器において、

前記制御手段は、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における振幅比及び位相差を演算し、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

ことを特徴とする可変電力分配器。

5

5. 第 1 及び第 2 の線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、前記一対の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記 2 分配器と前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器とを備えた可変電力分配器の前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する可変電力分配器の誤差検出方法において、

前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

15 前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

前記各出力信号から素子電界ベクトル回転法を適用して各コンポーネントに存在する誤差を検出する

ことを特徴とする可変電力分配器の誤差検出方法。

20

6. 請求項 5 に記載の可変電力分配器の誤差検出方法により検出される誤差の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における振幅比と位相差を求め、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

ことを特徴とする可変電力分配器の設定値補正方法。

## 要 約 書

- 2 系統の伝送線路間の誤差を可変電力分配器として組み上げた後に演算でき、  
また、その誤差に基づき振幅・位相の設定値が補正可能な可変電力分配器並びに
- 5 その誤差検出方法及び設定値補正方法を得ることを目的とし、第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、2 分配器と  $90^\circ$  ハイブリッド回路の間の一対の伝送線路の各々に設けられた可変移相器、可変抵抗減衰器及び電力増幅器とを備えた可変電力分配器において、前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路からの出力信号
- 10 をモニタし、そのモニタ出力に基づき前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する誤差検出手段を備える。

図 1

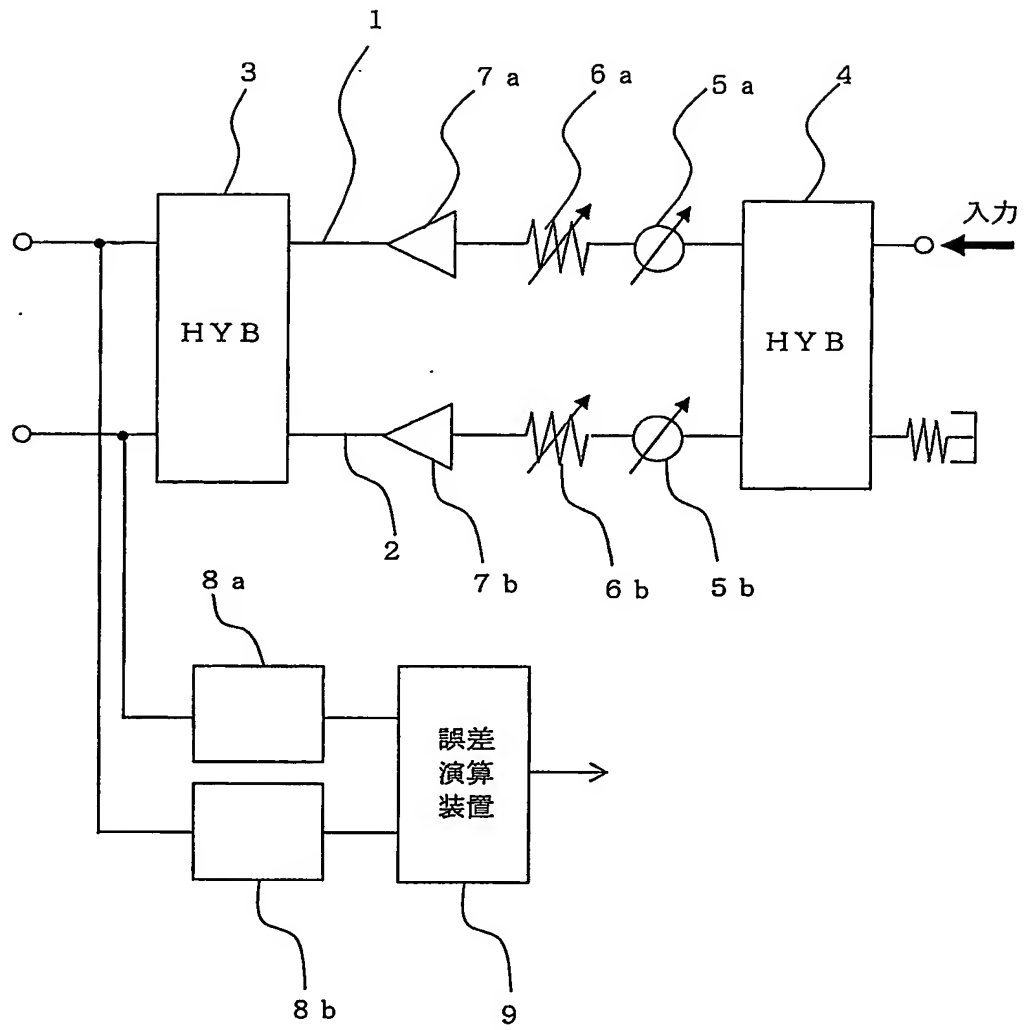


図 2

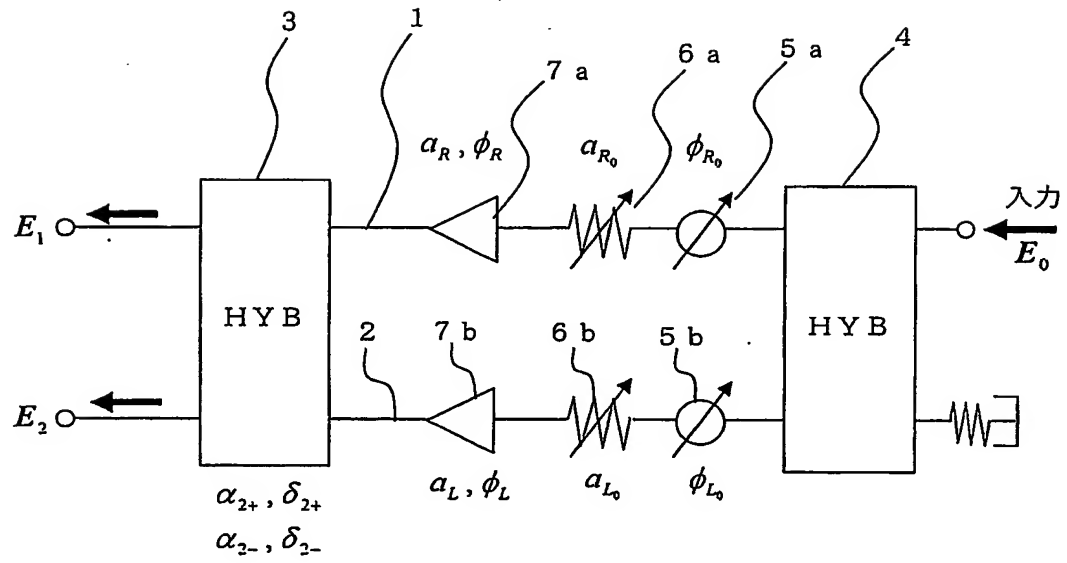


図 3

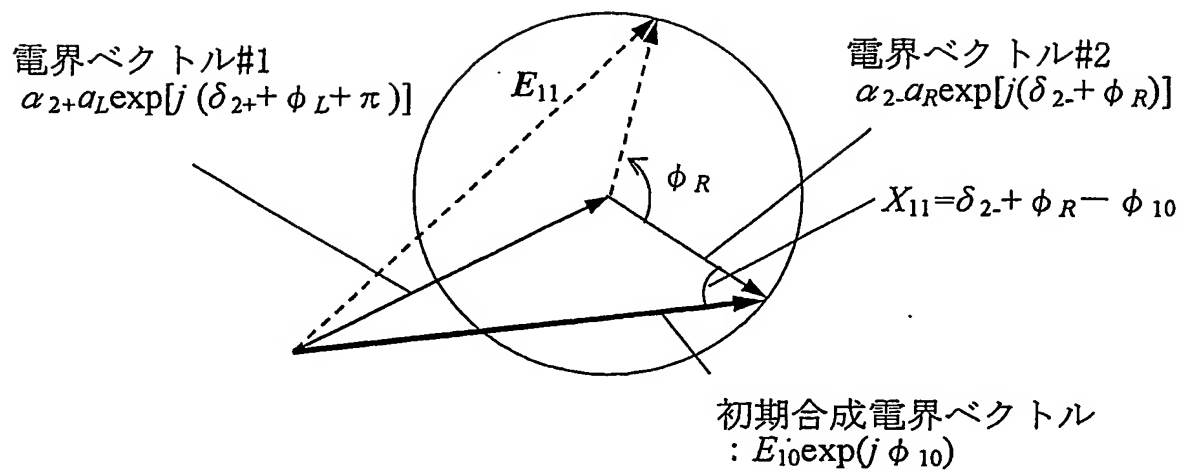




图 4

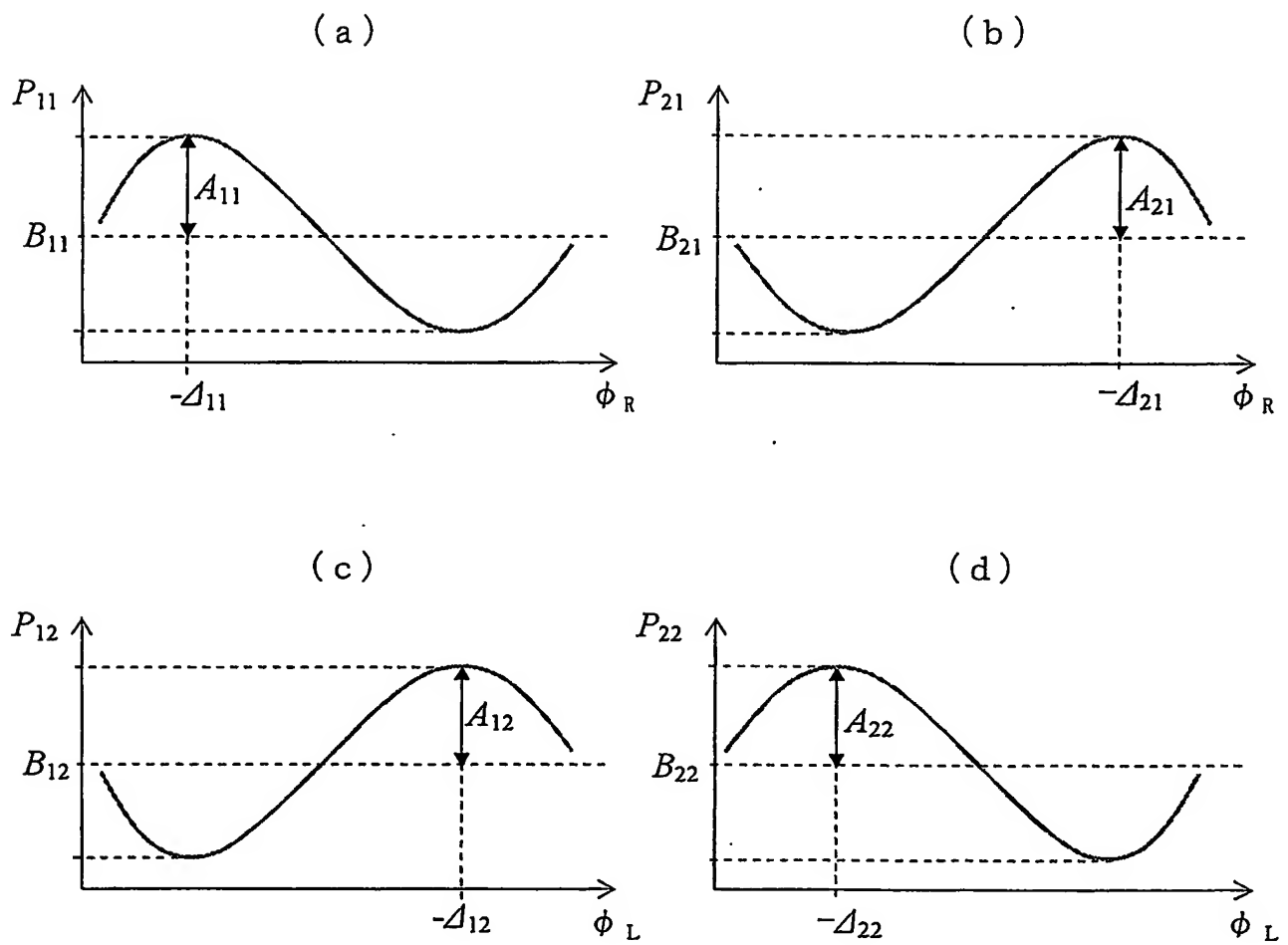


図 5

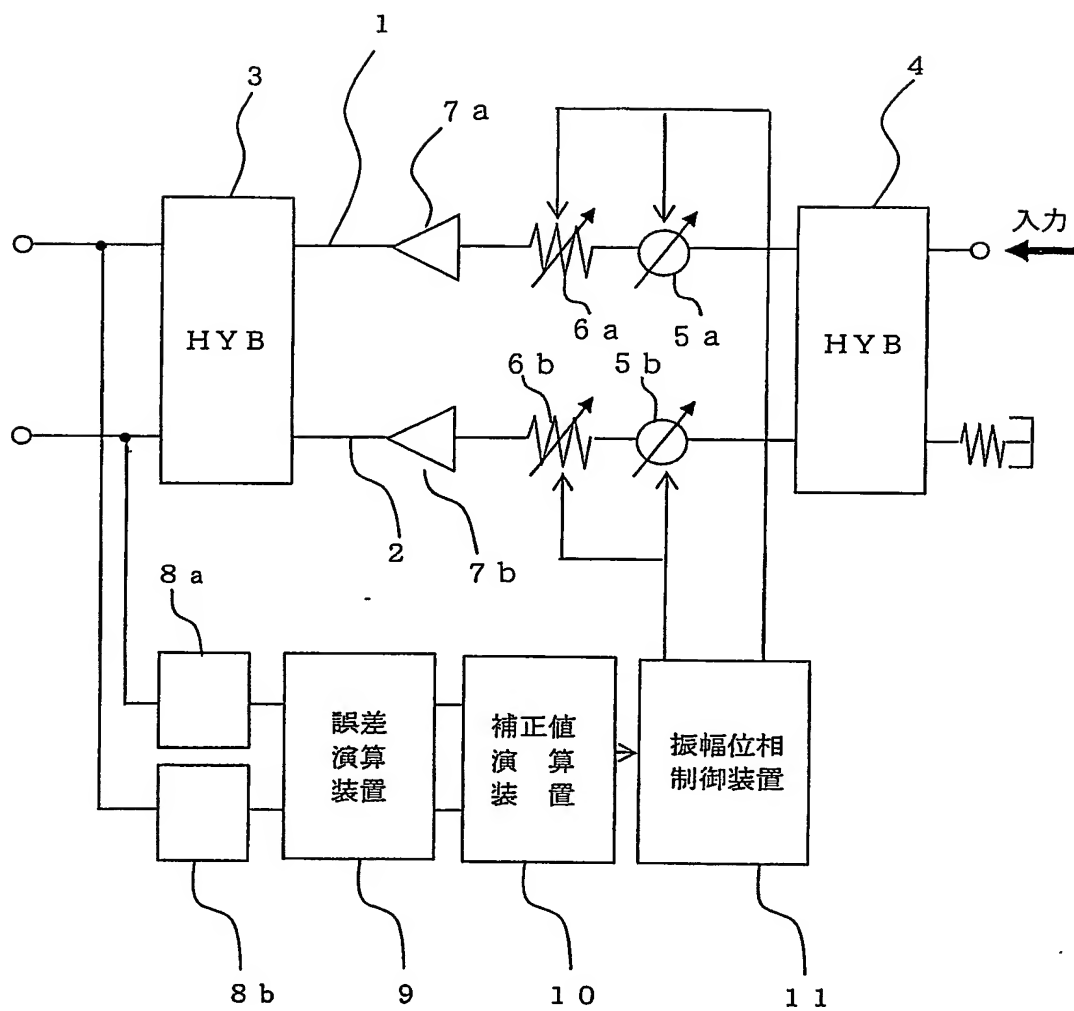


図 6

